

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

ЗІНГЕР ЯНА ЛЕОНІДІВНА



УДК 621.372.542/3

**ЧАСТОТНІ ФІЛЬТРИ НА ОСНОВІ ТРИВИМІРНИХ
ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ**

Спеціальність 05.12.13 - Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

АВТОРЕФЕРАТ

дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ — 2021

Дисертацією є рукопис.

Роботу виконано на кафедрі радіоконструювання та виробництва радіоапаратури Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" Міністерства освіти і науки України

Науковий керівник:

доктор технічних наук, професор
Нелін Євгеній Андрійович,
Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського",
в.о. завідувача кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури

Офіційні опоненти:

доктор технічних наук, професор
Козловський Валерій Валерійович,
Національний авіаційний університет,
завідувач кафедри засобів захисту інформації

доктор технічних наук, професор
Манойлов В'ячеслав Пилипович,
Державний університет "Житомирська політехніка",
завідувач кафедри радіотехніки та телекомунікацій

Захист відбудеться "27" квітня 2021 р. о 14:00 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.14 у Національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37, корп. 1, ауд. 255

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37.

Автореферат розісланий "___" березня 2021 р.

Учений секретар
спеціалізованої вченої ради



Л. О. Уривський

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Мікросмужкові пристрої широко застосовуються в радіoeлектронних системах різного призначення. У напрямі мікросмужкових пристроїв працює багато вчених, серед них відзначимо відомі роботи академіка М. Ю. Ільченка, д.т.н. А. В. Захарова, J. S. Hong, M. J. Lancaster, J.-K. Xiao, M. S. Bhuiyan.

Останнім часом спостерігається бурхливий розвиток радіoeлектронних систем різного призначення, зокрема телекомунікаційних. Сучасні технології потребують постійного підвищення вибіркової та зменшення масо-габаритних параметрів пристроїв. В сучасних радіoeлектронних та телекомунікаційних засобах широко використовують мікросмужкові фільтри для оброблення сигналів. Один з напрямів розвитку мікросмужкової техніки — використання електромагнітних кристалів (ЕК) та окремих електромагнітнокристалічних неоднорідностей (ЕКН) для покращення параметрів пристроїв. Відомі ЕКН двовимірні (2D), що, як показано в дисертації, суттєво обмежує можливості таких структур.

В дисертації запропоновано реактивні елементи на основі тривимірних (3D) ЕКН та фільтри на їхній основі. При однакових розмірах 3D та 2D ЕКН, перші забезпечують істотне (в 1,5...4 рази) збільшення значень реактивностей, а при заданих значеннях реактивностей 3D ЕКН дозволяють суттєво зменшити розміри пристроїв. Дослідження характеристик 3D ЕКН, розробка та дослідження характеристик пристроїв обробки сигналів на їхній основі направлені на суттєве підвищення вибіркової та зменшення масо-габаритних параметрів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Тема дисертаційної роботи пов'язана з програмою наукових досліджень кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури КПІ ім. Ігоря Сікорського в рамках держбюджетних науково-дослідних робіт 2013 –2019 рр. «Створення теоретичних основ аподизованих кристалоподобних структур пристроїв обробки сигналів» (номер держреєстрації 0114U000578) та «Розробка фізико-технічних засад бар'єрних мікро- та наноструктур пристроїв оброблення сигналів» (номер держреєстрації 0117U002323) та в рамках ініціативної науково-дослідної роботи 2016 –2018рр «Частотна фільтрація сигналів на основі кристалоподобних структур» (номер держреєстрації 0110U002849). Отримані результати використано в дисципліні «Моделювання мікро- та наноструктур» на радіотехнічному факультеті КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Мета роботи та задачі дослідження. Метою є суттєве покращення параметрів фільтрів використанням ЕКН; вивчення властивостей 3D ЕКН та розробка частотних фільтрів на їхній основі.

Роботу спрямовано на вирішення таких завдань:

- 1) обґрунтування можливості реалізації квазісосереджених елементів на основі ЕКН, порівняння 2D та 3D ЕКН;
- 2) порівняння результатів одновимірного (1D) та 3D моделювання;
- 3) розробка суміщених ЕКН, що поєднують в собі індуктивний та ємнісний елемент;
- 4) розробка 1D та візуальних комп'ютерних моделей;

- 5) комп'ютерне моделювання складних 3D ЕКН;
- 6) комп'ютерні експериментальні дослідження фільтрів на основі 3D ЕКН, створених на основі запропонованих 3D ЕКН;
- 7) натурні експериментальні дослідження зразків фільтрів на основі ЕКН.

Об'єкт дослідження — тривимірні електромагнітнокристалічні неоднорідності як квазісосереджені реактивні елементи та частотні фільтри на їхній основі.

Предмет дослідження — частотні характеристики фільтрів.

Методи дослідження — апарат теорії ліній передачі, методи комп'ютерного моделювання та комп'ютерного експерименту в програмних пакетах Mathcad та CST Studio Suite (інструмент Microwave Studio, MWS). Розглянуті в дисертації структури виконано з матеріалу Rogers RO3010 з такими параметрами: відносна діелектрична проникність $\epsilon_r = 10,2$, тангенс кута діелектричних втрат 0,0023 на частоті 10 ГГц, товщина 1,27 мм, товщина металізації 0,035 мм. Вимірювання експериментальних характеристик виконано векторним аналізатором кіл Anritsu MS46122A ShockLine. Автор висловлює щирю вдячність професору кафедри теоретичних основ радіотехніки КПІ ім. Ігоря Сікорського Найденку В. І. та співробітникам його групи за надану можливість експериментальних досліджень.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Запропоновані та досліджені нові 3D мікросмужкові електромагнітнокристалічні квазісосереджені реактивні елементи, які мають в 1,5...4 рази більші значення реактивностей в порівнянні з традиційними 2D елементами таких же розмірів, що при заданих значеннях реактивностей мікрохвильових фільтрів дозволяє в 1,3...2 рази зменшити їх розміри.

2. Запропоновані та досліджені нові суміщені 3D ЕКН, які включають в себе індуктивний та ємнісний елементи, що дозволяє в 2...3 рази зменшити кількість конструктивних елементів фільтрів без погіршення їх характеристик.

3. Запропоновані нові 1D моделі 3D мікросмужкових електромагнітнокристалічних неоднорідностей та фільтрів на їхній основі з прийнятною похибкою в порівнянні з 3D моделями для аналітичного аналізу та розрахунків у першому наближенні.

4. Створено нові конструктивні рішення фільтрів нижніх частот на основі 3D ЕКН, які відрізняються високою вибірковістю.

5. Запропоновано, розроблено та експериментально досліджено ФНЧ на основі поодиноких та суміщених 3D ЕКН, а також з 3D шлейфами, що забезпечують на 20...40 дБ зменшення мінімуму у смузі подавлення, розширення в 2...3 рази смуги подавлення та зменшення в 1,3...1,7 рази розмірів фільтрів.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Обґрунтовано доцільність використання 1D моделі для розрахунку характеристик 3D ЕКН та фільтрів на їхній основі в першому наближенні, що дозволяє суттєво зменшити час моделювання.

2. Розроблені 3D і візуальні моделі 3D ЕКН та фільтрів на їхній основі для 3D електромагнітного моделювання в програмному пакеті Microwave Studio.

3. Розроблені програми для розрахунку та корекції конструктивних параметрів фільтрів, а також для 1D моделювання 3D ЕКН та фільтри нижніх частот (ФНЧ) на їхній основі в програмному пакеті Mathcad.

4. Запропоновано нове конструктивне рішення підключення ємнісних шлейфів, яке відрізняється їх почерговим розміщенням по різні боки сигнального провідника, що забезпечує значне зменшення паразитного ємнісного зв'язку між шлейфами.

5. Розроблені експериментальні зразки електромагнітних кристалів на основі 3D неоднорідностей, 3D квазізосередженої індуктивності, 3D розімкнутого шлейфа, ФНЧ третього та п'ятого порядків на основі поодиноких та суміщених 3D електромагнітнокристалічних неоднорідностей-секцій, а також 3D шлейфів.

Результати дисертації впроваджено в ТОВ «АВІАЕЛЕКТРОНІКА».

Отримані в дисертації результати використовуються в навчальному процесі на радіотехнічному факультеті КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Особистий внесок здобувача. У публікаціях, написаних у співавторстві здобувачем виконано моделювання ЕКН на основі концепції хвильового імпедансу з використанням моделі неоднорідної лінії передачі та моделювання ЕКН в програмному пакеті MWS; розроблено конструкції фільтрів та запропоновано оригінальні технічні рішення ЕКН.

Апробація результатів дисертації. Основні результати досліджень доповідались на:

- Міжнародних науково-технічних конференціях «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи» (Київ, 2016 – 2018 рр.);
- I International Conference Radio Electronics & Info Communications «UkrMiCo-2016» (Київ, 2016 р.);
- II, III International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics «UkrMiCo-2017», «UkrMiCo-2018» (Одеса, 2017, 2018 рр.);
- 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO) (Київ, 2019 р.);

Публікації. За темою дисертації опубліковано 18 наукових праць, з них 8 статей в періодичних фахових виданнях, зокрема 6 — цитуються в наукометричній базі Web of Science, 1 — в наукометричній базі Scopus та 1 — у фаховому виданні категорії А, 9 тез доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях, 5 з яких цитуються в наукометричній базі Scopus, 1 патент України на корисну модель.

Структура та об'єм дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел. Загальний обсяг дисертації — 111 сторінок, включаючи 59 рисунків, 4 таблиці. Список використаних джерел містить 82 найменування.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі розкрито сутність і стан наукової задачі. Обґрунтовано актуальність теми дисертаційної роботи, сформуовано мету і задачі дослідження, визначено об'єкт, предмет та методи дослідження. Показано зв'язок дисертації з науковими програмами, наукову новизну та практичне значення отриманих результатів, сформуовано постановку задачі.

У розділі 1 (Традиційні структури мікросмужкових фільтрів. Двовимірні електромагнітнокристалічні неоднорідності) розглянуто роботи, присвячені розробці мікросмужкових фільтрів та традиційним ЕКН. Проаналізовано особливості конструкцій та характеристик ЕКН. Звернуто увагу на причини, що обмежують зонну ефективність та частотну вибірковість ЕКН. На основі виконаного огляду сформульовано задачі дослідження.

Мікросмужкові ФНЧ мають такі переваги: низькі вносимі втрати, малі масо-габаритні параметри, нескладна технологія виготовлення.

Загальну структуру мікросмужкової лінії показано на рис. 1. Провідникову лінію (мікросмужкову лінію) завширшки w і завтовшки t виконано на верхній поверхні діелектричної основи, що має відносну діелектричну проникність ϵ_r і товщину h . Нижню поверхню основи металізовано.

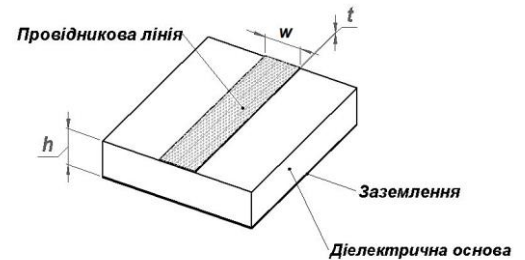


Рисунок 1 — Мікросмужкова лінія

Мікросмужкові компоненти, які застосовують в мікросмужкових фільтрах, включають в себе зосереджені індуктивності і ємності, квазізосереджені елементи (такі, як короткі лінії, шлейфи) і резонатори. Вибір окремих компонентів залежить від типу фільтра, технології виготовлення, прийнятних втрат, робочої частоти.

Мікросмужкові короткі лінії і шлейфи, фізичні довжини яких менші однієї восьмої довжини хвилі, при якій вони працюють, є найбільш поширеними компонентами для наближення до НВЧ-реалізації зосереджених реактивних елементів в мікросмужкових фільтрах. Такі компоненти є квазізосередженими реактивними елементами.

Традиційно, квазізосередженні ємності та індуктивності являють собою широкий (низькоімпедансний) та вузький (високоімпедансний) провідник. Послідовність таких провідників дає змогу створити НВЧ фільтр з необхідними параметрами.

У загальному випадку, конструювання мікросмужкового ФНЧ передбачає

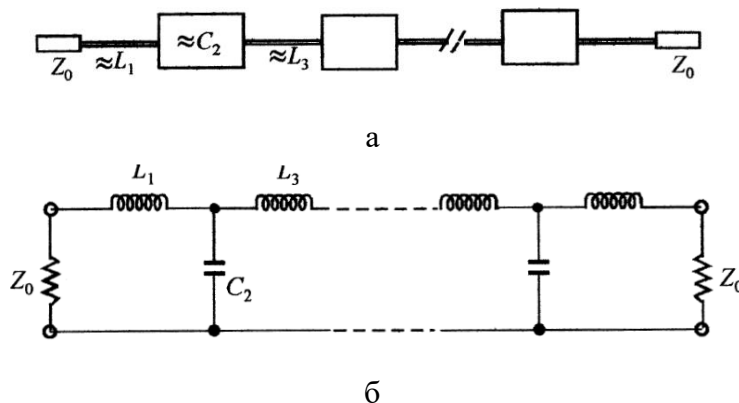


Рисунок 2 — Структура (а) та еквівалентна схема (б) традиційних мікросмужкових ФНЧ [19]

вибір фільтра-прототипу, рівня пульсацій в смузі пропускання, граничної частоти смуги пропускання та кількості реактивних елементів. Параметри обирають відповідно до необхідної характеристики ФНЧ.

На рис. 2,а наведено загальну структуру традиційного мікросмужкового ФНЧ, яка являє собою

каскадне з'єднання чергуванням високо- і низькоімпедансних відрізків. Така структура утворює L - C ланцюг. На рис. 2,б наведено еквівалентну схему загальної структури. Приклад класичної топології мікросмужкового ФНЧ третього порядку наведено на рис. 3 [19].

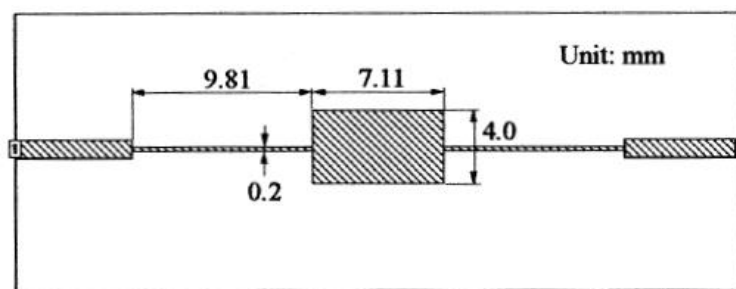


Рисунок 3 — Класична топологія мікросмужкового ФНЧ третього порядку

Відзначимо різноманітність структур мікросмужкових фільтрів та значну кількість розробок у цьому напрямі. Сучасний розвиток мікросмужкової техніки в значній мірі пов'язаний з використанням штучних матеріалів — метаматеріалів, а також штучних структур з особливими характеристиками, таких як ЕК.

Традиційні 2D ЕКН виконують у вигляді отвору або щілини різної форми в металізованій поверхні або в сигнальному провіднику. Рис. 4 ілюструє використання 2D ЕКН у вигляді круглих отворів в заземленій поверхні в мікросмужковому ФНЧ [20]. Електромагнітнокристалічні неоднорідності збільшують хвильовий імпеданс високоімпедансних відрізків. Внаслідок цього при заданих значеннях індуктивностей довжини відрізків менші.

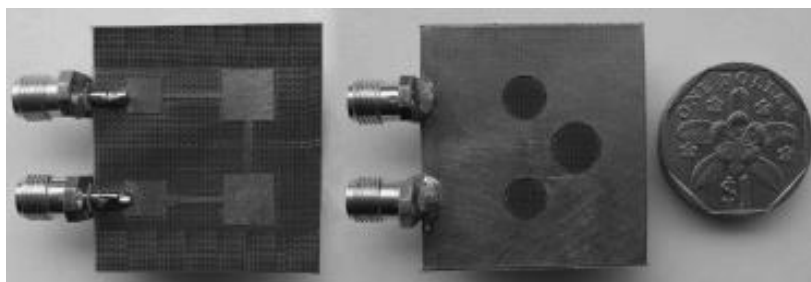


Рисунок 4 — Мікросмужковий ФНЧ з 2D ЕКН

Значення низького та високого хвильових імпедансів (Z_H та Z_B відповідно) традиційних мікросмужкових елементів обмежені допустимою шириною сигнального провідника: $Z_H \gtrsim 20$ Ом и $Z_B \lesssim 100$ Ом. Двовимірні ЕКН за своїм характером високоімпедансні з імпедансом $Z_B \lesssim 210$ Ом [21].

Двовимірність традиційних мікросмужкових елементів, а також ЕКН суттєво зменшує їх функціональну ефективність.

У розділі 2 (Квазісосереджені реактивні елементи на основі поодиноких та суміщених тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей) запропоновано конструкції квазісосереджених реактивних елементів на основі 3D ЕКН з істотним збільшенням значень реактивностей порівнюючи з традиційними мікросмужковими структурами. Виконано порівняння характеристик 3D ЕКН та традиційних структур. Наведено експериментальні характеристики для запропонованої і традиційної квазісосереджених індуктивностей.

Поодинокі ЕКН. Традиційні мікросмушкові квазісосереджені ємність та індуктивність реалізують широким і вузьким відрізками сигнального провідника відповідно з низьким Z_H і високим Z_B імпедансами при номінальному імпедансі $Z_0 = 50$ Ом (рис. 5,а).

Імпеданси Z_H і Z_B , а також довжина l задовольняють умовам

$$Z_H \ll Z_0 \quad \text{і} \quad Z_B \gg Z_0, \quad (1)$$

$$l < \lambda / 8, \quad (2)$$

де λ — довжина хвилі.

На рис. 5,б показано Т- та П-подібні ланки, якими моделюють відрізок довгої лінії (ДЛ).

Елементи Т- і П-подібних ланок визначаються виразами

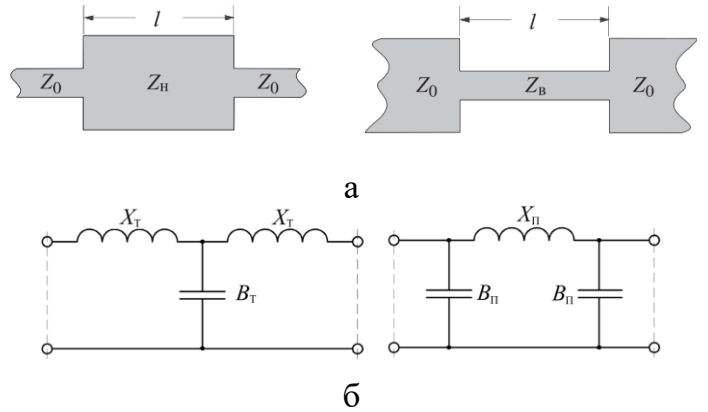


Рисунок 5 — Традиційні мікросмушкові квазісосереджені елементи (а); Т- та П-подібні ланки(б)

$$X_T = iZ \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}, \quad B_T = iZ^{-1} \sin \varphi, \quad X_{\Pi} = iZ \sin \varphi, \quad B_{\Pi} = iZ^{-1} \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}, \quad (3)$$

де $\varphi = \beta l$, β — хвильове число. Для (2) маємо $\varphi < \pi / 4$ і вирази (3) приймуть вигляд

$$X_T \approx iZ \frac{\varphi}{2}, \quad B_T \approx iZ^{-1} \varphi, \quad X_{\Pi} \approx iZ \varphi, \quad B_{\Pi} \approx iZ^{-1} \frac{\varphi}{2}. \quad (4)$$

У випадках (1) в Т- і П-подібних ланках не враховують відповідно індуктивності і ємності. У результаті залишається лише ємність і індуктивність зі значеннями, що визначаються формулами

$$C \approx \frac{l}{Z_H v}, \quad L \approx \frac{Z_B l}{v}, \quad (5)$$

де v — фазова швидкість хвилі.

Зауважимо, що формули (5) можна отримати і з виразу для вхідного імпедансу відрізка ДЛ:

$$z_{\text{вх}} = \frac{1 + izg}{1 + iz^{-1}g} \approx \frac{1 + iz\varphi}{1 + iz^{-1}\varphi}, \quad (6)$$

де малими символами позначені нормовані до Z_0 імпеданси, що використовуються для спрощення викладок; $g = \operatorname{tg} \varphi$. При виконанні (1) з (6) отримаємо

$$y_{\text{вх}} \approx 1 + iz^{-1}\varphi \quad \text{і} \quad z_{\text{вх}} \approx 1 + iz\varphi, \quad (7)$$

де $y_{\text{вх}}$ — вхідний адмітанс. Другі доданки в (7) відповідають формулам для B_T і X_{Π} в (4).

Для мікросмушкових структур умови (1) виконуються нестрого. Строгість цих умов зростає при розширенні діапазону імпедансів. Як видно з формул (5), при цьому збільшуються досяжні значення ємності й індуктивності.

На рис. 6 наведено низькоімпедансні (ємнісні) 3Д ЕКН. Неоднорідність рис. 6,а сформовано глухим металізованим отвором з боку металізованої поверхні та сигнальним провідником над ним. За рахунок збільшення площі неоднорідність

рис. 6,б має більш високу ефективність. Неоднорідність рис. 6,в виконано як глухий металізований отвір з боку сигнального провідника.

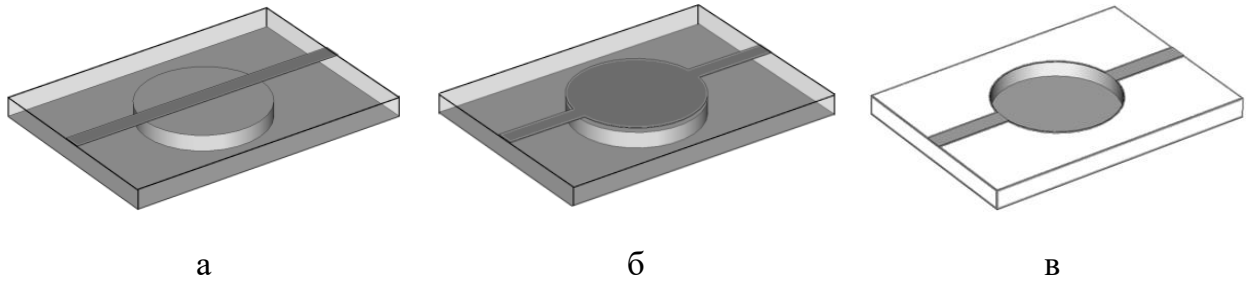


Рисунок 6 — Низькоімпедансні тривимірні ЕКН

На рис. 7 представлено залежності для цих неоднорідностей в порівнянні з традиційною структурою.

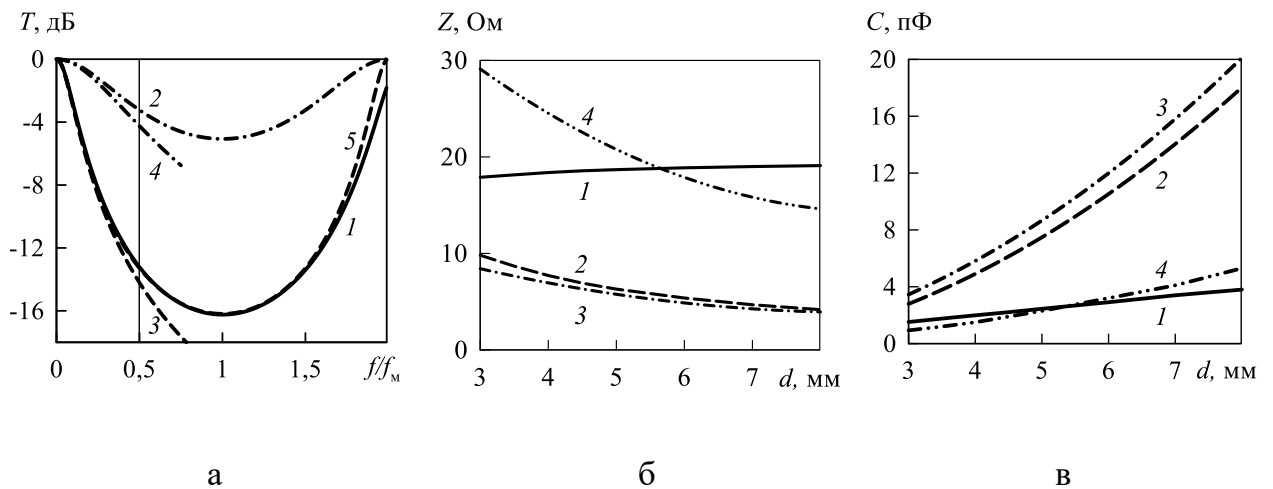


Рисунок 7 — Залежності для ємнісних ЕКН

Параметри неоднорідностей: ширина сигнального провідника $w = 1,1$ мм, діаметр отвору $d = 8$ мм, зазор між отвором та сигнальним провідником в неоднорідностях рис. 6,а та рис. 6,б і товщина діелектрика під неоднорідністю в $0,28$ мм. Традиційну структуру виконано у формі квадрата зі стороною d .

На рис. 7,а наведено характеристики коефіцієнта проходження неоднорідності в (крива 1) та традиційної структури (крива 2); f_m — частота мінімуму коефіцієнта проходження T_m . Значення f_m та T_m відповідно дорівнюють $3,21$ та $3,25$ ГГц, $-16,2$ та $-5,5$ дБ. Вертикальна лінія обмежує діапазон частот частотою $f_m/2$ з умови (2). Характеристики 1 та 2 розраховано в програмному пакеті MWS. Криві 3 та 4 — характеристики коефіцієнтів проходження зосереджених ємностей з параметрами згідно з (5).

Характеристику 5 розраховано за моделлю відрізка ДЛ завдовжки d . Узгодження характеристик 1 та 5 в широкому діапазоні частот свідчить про можливість використання 1D моделі ДЛ для аналізу складних 3D ЕКН.

Як і очікувалося, в діапазоні частот до $f_m/2$ характеристики 1 та 2 близькі до характеристик 3 та 4. На нульовій частоті і на частоті $2f_m$, що відповідає умові

$l = \lambda / 2$, традиційна структура та 3D ЕКН (для частоти $2f_m$ — в рамках моделі ДЛ) не впливають на хвилю внаслідок взаємної компенсації відбитих хвиль. На частоті f_m маємо $l = \lambda / 4$ та рівень відбитих хвиль максимальний. Ефективність ЕКН, яка характеризується значенням T_m , значно вища, як порівняти з традиційною структурою.

Модель ДЛ дозволяє отримати аналітичні вирази для еквівалентного значення z і еквівалентної діелектричної проникності ϵ_e ЕКН.

Виразимо з урахуванням (6) коефіцієнт відбиття:

$$R = \frac{z_{\text{вх}} - 1}{z_{\text{вх}} + 1} = \frac{i(z - z^{-1})g}{2 + i(z + z^{-1})g}. \quad (8)$$

Виходячи зі співвідношення $T = \sqrt{1 - |R|^2}$, маємо

$$T = 2 \sqrt{\frac{1 + g^2}{4 + (z + z^{-1})^2 g^2}}. \quad (9)$$

Оскільки на частоті f_m значення $\varphi_m = \pi / 2$, тоді

$$T_m = \frac{2}{z + z^{-1}}.$$

З цього виразу отримуємо формули для $Z_{\text{н,в}}$, а з виразу для φ_m — формулу для ϵ_e :

$$z_{\text{н,в}} = \frac{1 \mp \sqrt{1 - T_m^2}}{T_m}, \quad \epsilon_e = \left(\frac{c}{4f_m l} \right)^2, \quad (10)$$

де c — швидкість світла у вакуумі.

Згідно з формулами (10) еквівалентні значення $Z_{\text{н}}$ та ϵ_e ЕКН, що розглядаються та традиційної структури відповідно дорівнюють 3,9 та 14,4 Ом; 8,5 та 8,3, а значення ємностей, згідно з (5), 20,0 і 5,2 пФ.

На рис. 7,б та 7,в наведено залежності імпедансу і ємності для неоднорідностей рис.6,а–в (відповідно криві 1, 2 та 3), а також для традиційної структури (крива 4).

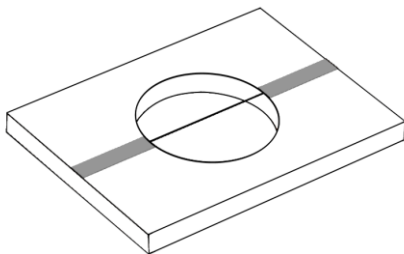


Рисунок 8 — Конструкція високоімпедансної ЕКН

Еквівалентна ємність неоднорідності рис.6,в дещо більша ніж у неоднорідності рис.6,б. Ємність неоднорідності рис. 6,а при $d = 8$ мм та $w = 1,1$ мм становить 3,8 пФ. За традиційним рішенням така ємність досягається лише при $w = 5,4$ мм.

На рис. 8 показано конструктивну реалізацію високоімпедансної ЕКН, яка може використовуватися як квазісосереджена індуктивність. Неоднорідність утворено наскрізним отвором в діелектрику з навісним провідником малого діаметра над ним.

Порівняємо ЕКН і традиційну структуру як квазісосереджену індуктивність. Конструктивні параметри ЕКН: $d = 8$ мм, діаметр навісного провідника $d' = 0,1$ мм.

Традиційна структура — відрізок сигнального провідника розмірами $l = d$ і $w = 0,1$ мм.

Згідно з результатами 3D моделювання значення f_m і T_m для ЕКН та традиційної структури відповідно дорівнюють 7,91 і 3,78 ГГц, $-9,25$ і $-1,95$ дБ. Виходячи з формул (10) та (5) для ЕКН та традиційної структури отримаємо такі значення Z_b , ϵ_c та L : 281,2 і 100,2 Ом; 1,4 і 6,1; 8,9 і 6,6 нГн.

На рис. 9 наведено експериментальні (позначені суцільною лінією) і розрахункові характеристики ЕКН (криві 1) та традиційної структури (криві 2). Вертикальні лінії обмежують частотний діапазон умовою (2). Характеристики (9), що апроксимують експериментальні характеристики за критерієм мінімуму сумарного відхилення в діапазоні частот від 0 до $f_m/2$, відповідають такі значення Z_b та L : 286,9 і 103,1 Ом; 9,1 і 6,8 нГн.

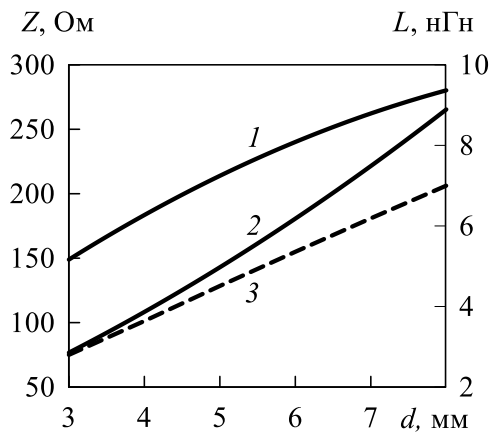


Рисунок 10 — Залежності для індуктивних елементів

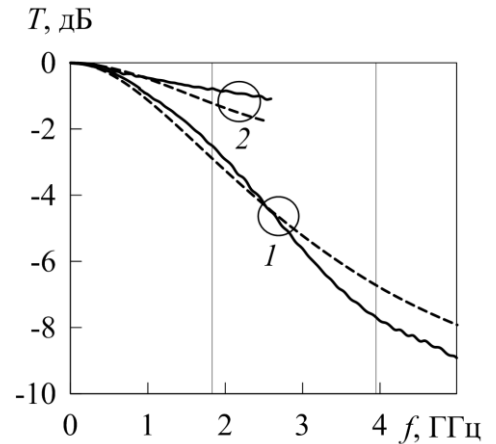


Рисунок 9 — Характеристики високоімпедансних елементів

На рис. 10 показано залежності еквівалентних імпедансів ЕКН (крива 1), а також індуктивності ЕКН (крива 2) і традиційної структури (пряма 3). На відміну від традиційної структури, імпеданс якої не залежить від довжини, імпеданс ЕКН зростає зі збільшенням діаметра. У результаті крутість залежності 2 вища порівнюючи з залежністю 3.

Внаслідок зменшення значення ϵ_c збільшення значення індуктивності при реалізації її ЕКН порівнюючи з ємністю менше, проте помітно збільшується частотний діапазон. Спільну оцінку збільшення індуктивності і частотного діапазону дає співвідношення $P = Lf_m/2$. Виходячи з (5) і (10) маємо

$P = Z_b/8$. Збільшення значення P ЕКН при $d = 3$ та 8 мм становить відповідно 1,5 та 2,8.

Суміщені ЕКН. При виконанні (7) поодинокі 3D ЕКН еквівалентна ФНЧ першого порядку. Якщо в конструкції ЕКН сумістити індуктивність та ємність, порядок фільтра підвищиться.

На рис. 11,а і б наведено конструктивні варіанти суміщених неоднорідностей, утворених ненаскрізними отворами з боку сигнального провідника (рис. 11,а) або з боку металізованої поверхні (рис. 11,б, основу не показано) з частковою металізацією отвору. Сигнальний провідник неметалізованої частини отвору виконано вузьким. У неоднорідності на рис. 11,б форма сигнального провідника над металізованою частиною отвору повторює форму дна отвору. Неметалізована й

металізована частини отвору відповідають індуктивності та ємності. Суміщена неоднорідність еквівалентна фільтру другого порядку (рис. 11,в).

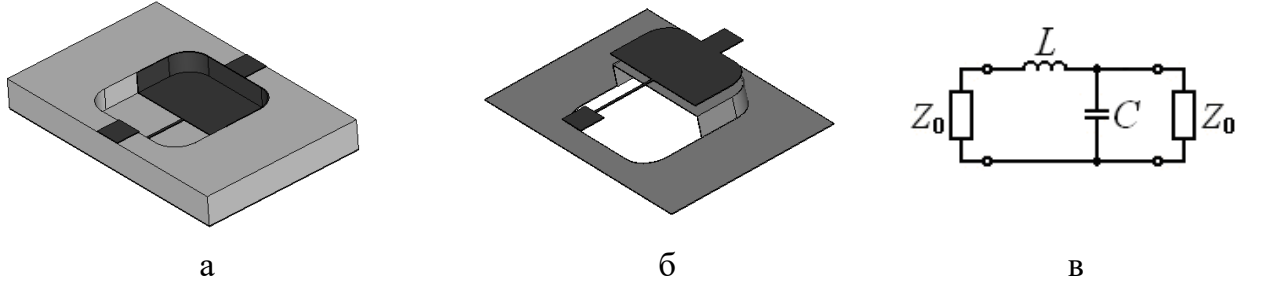


Рисунок 11 — Суміщені ЕКН та їх еквівалентна схема

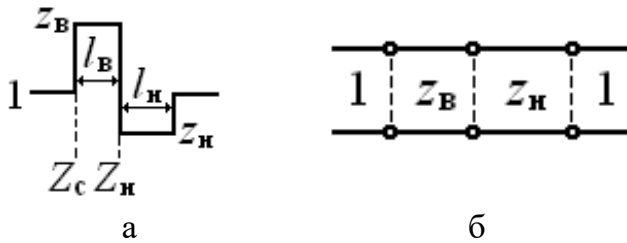
Поодинокі 3D ЕКН у першому наближенні можна моделювати відрізком ДЛ з еквівалентними хвильовим імпедансом та діелектричною проникністю. Така ж 1D модель застосовна і для суміщеної ЕКН.

На рис. 12 наведено 1D модель суміщеної неоднорідності. Для спрощення перетворень імпеданси нормовано до Z_0 .

Вхідний імпеданс відрізка ДЛ визначається формулою (6). Застосувавши формулу (6) послідовно для Z_H і Z_C , отримаємо:

$$Z_C = \frac{1 + z_B g_B + z_H g_H + z_B z_H^{-1} g_B g_H}{1 + z_B^{-1} g_B + z_H^{-1} g_H + z_B^{-1} z_H g_B g_H}. \quad (11)$$

В окремому випадку, коли $z_B = z_H^{-1} = z$ та $g_B = g_H = g$, маємо



$$Z_C = \frac{1 + g(z + z^{-1}) + z^2 g^2}{1 + g(z + z^{-1}) + z^{-2} g^2}. \quad (12)$$

Виходячи з (12) визначимо коефіцієнт відбиття суміщеної неоднорідності:

$$R_c = \frac{1 - Z_C}{1 + Z_C} = \frac{g^2(z^{-2} - z^2)}{2g(z + z^{-1}) + g^2(z^2 + z^{-2})}. \quad (13)$$

Якщо $\varphi_B = \varphi_H = \varphi = \pi/4$, то $g = i$. У цьому випадку з (13) отримаємо

$$|R_c| = \frac{z^2 - z^{-2}}{\sqrt{z^4 + z^{-4} + 14}}. \quad (14)$$

Фазова довжина порівнюваної поодинокі неоднорідності становить $\pi/2$, що відповідає чвертьхвильовому відрізку ДЛ з вхідним імпедансом z^2 і максимальним коефіцієнтом відбиття (за модулем)

$$R_m = \frac{z - z^{-1}}{z + z^{-1}}. \quad (15)$$

Виходячи зі співвідношення між середнім арифметичним та середнім геометричним $z + z^{-1} > 2$, можна показати, що відношення виразів (14) і (15) $\rho > 1$. Таким чином, суміщена неоднорідність як відбивач ефективніша поодинокій. Згідно (14) і (15) маємо

$$\rho = \frac{(z + z^{-1})^2}{\sqrt{z^4 + z^{-4} + 14}}. \quad (16)$$

Враховуючи зв'язок між коефіцієнтами відбиття та проходження і виходячи з (16), для мінімуму коефіцієнта проходження поодинокій неоднорідності отримаємо

$$T_m = \frac{2}{z + z^{-1}}. \quad (17)$$

Згідно (14) і (17) маємо

$$\tau = \frac{T_m}{T_c} = \frac{\sqrt{z^4 + z^{-4} + 14}}{2(z + z^{-1})}, \quad (18)$$

де T_c відповідає $|R_c|$.

На рис. 13 наведено залежності коефіцієнтів проходження поодинокій (1) та суміщеної (2) неоднорідностей виходячи з (6), (9) і (13). Характеристика суміщеної неоднорідності має більш широкі смуги проходження, більшу крутість у перехідній смузі, суттєво менший мінімум коефіцієнта проходження і значно більш широку смугу подавлення.

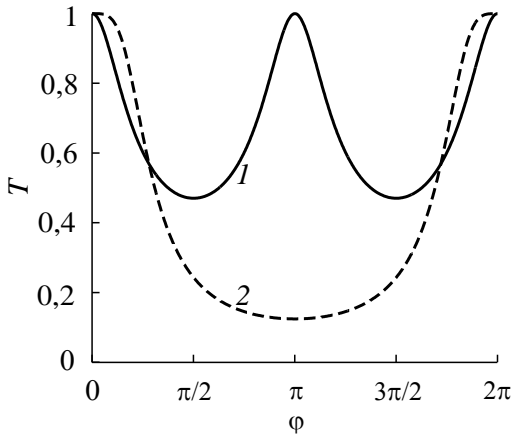


Рисунок 13 — Залежності коефіцієнтів проходження поодинокій та суміщеної ЕКН;
 $z = 4$

Чергування екстремумів в залежностях I і 2 обумовлене виконанням умов $l = \lambda n / 4$ і $l = \lambda n / 2, n = 1, 2, \dots$ відповідно. Умова еквівалентності суміщеної неоднорідності квазізосередженим реактивним елементам має вигляд $l < \lambda / 4$, що вдвічі розширює частотний діапазон, як порівняти з умовою (2) для традиційних мікросмужкових та поодиноких ЕКН.

Виходячи з (13) максимум коефіцієнта відбиття суміщеної неоднорідності дорівнює

$$R_{cm} = \frac{z^2 - z^{-2}}{z^2 + z^{-2}}. \quad (19)$$

З виразів (19) і (15) отримаємо відношення максимумів коефіцієнтів відбиття суміщеної та поодинокій неоднорідностей:

$$\rho_m = 1 + \frac{2}{z^2 + z^{-2}}. \quad (20)$$

Виходячи з (19) і (9) для мінімуму коефіцієнта проходження суміщеної неоднорідності маємо

$$T_{cm} = \frac{2}{z^2 + z^{-2}}. \quad (21)$$

З (18) і (21) отримаємо відношення мінімумів коефіцієнтів проходження поодинокій і суміщеній неоднорідностей:

$$\tau_m = \frac{z^2 + z^{-2}}{z + z^{-1}} \approx z. \quad (22)$$

Похибка наближеного співвідношення зменшується зі збільшенням z і вже при $z = 2$ складає 18%.

Вирази (20) і (22) ілюструють більш високу ефективність суміщеної неоднорідності проти поодинокій.

Назвемо умовним хвильовим імпедансом суміщеної неоднорідності z_y значення імпедансу поодинокій неоднорідності, що відповідає величині T_{cm} . З порівняння виразів (10) і (21) отримаємо: $z_y = z^2$.

Діапазони імпедансів поодинокій та суміщеної неоднорідностей становлять z та $z_B + z_H^{-1} = 2z_B$ відповідно. З виразу для z_y знайдемо, що при однаковій ефективності неоднорідностей відношення цих діапазонів дорівнює $\sqrt{z}/2$. Таким чином, якщо $z > 4$, ефективність суміщеної неоднорідності вища навіть при меншому діапазоні імпедансів.

Виходячи з (11) у результаті перетворень для коефіцієнта проходження суміщеної неоднорідності в 1D наближенні отримаємо:

$$T = 2 \sqrt{\frac{(\dot{g}_B^2 + 1)(\dot{g}_H^2 + 1)}{\left[2 - (\dot{g}_B \dot{g}_H (z_B z_H^{-1} + z_B^{-1} z_H)\right]^2 + \left[\dot{g}_B (z_B + z_B^{-1}) + \dot{g}_H (z_H + z_H^{-1})\right]^2}}, \quad (23)$$

де $\dot{g}_B = |g_B|$; $\dot{g}_H = |g_H|$.

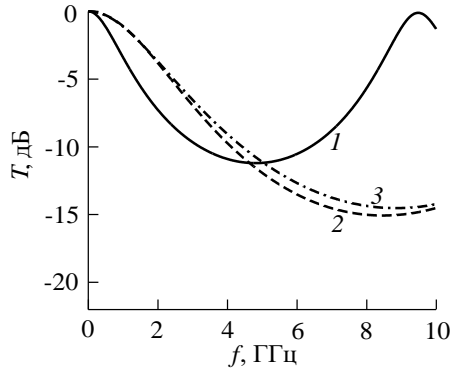


Рисунок 14 — Залежності коефіцієнта проходження ЕКН

На рис. 14 наведено залежності коефіцієнта проходження поодинокій (1) та суміщеної неоднорідностей згідно 3D (2) та 1D (3) моделей. Форма суміщеної неоднорідності відповідає рис. 11,а. Параметри неоднорідностей: отвір квадратної форми з заокругленнями, довжина сторони квадрата 5 мм, глибина отвору 0,9 мм, ширина вузького сигнального провідника суміщеної неоднорідності 0,1 мм. В поодинокій неоднорідності металізовано увесь отвір, в суміщеній — половину.

Параметри одновимірної моделі: $z_B = 1,6$, $z_H = 0,15$, $\varepsilon_B = 6,4$ та $\varepsilon_H = 8,9$. З урахування впливу бокових стінок неоднорідності довжину відрізків моделі збільшено до 3 мм. Враховуючи близькість характеристик 2 і 3, можна зробити висновок про прийнятність 1D моделі для суміщеної неоднорідності.

Виходячи з (18) отримаємо вираз для ненормованих значень еквівалентного хвильового імпедансу поодинокій та умовного хвильового імпедансу суміщеної неоднорідностей:

$$Z_{e,y} = Z_0 \frac{1 - \sqrt{1 - T_{M,CM}^2}}{T_{M,CM}}. \quad (24)$$

Значенням $T_{M,CM}$ (в размах), які для характеристик 1 і 2 дорівнюють $-11,2$ та $-15,1$ дБ, відповідають імпеданси $Z_e = 7,0$ Ом і $Z_y = 4,4$ Ом.

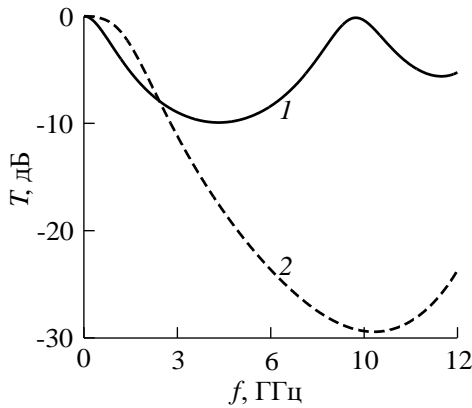


Рисунок 15 — Залежності коефіцієнта проходження ЕКН

На рис. 15 наведено залежності коефіцієнта проходження для поодинокі (1) та суміщеної (2) неоднорідностей круглої форми, розміщених з боку сигнального провідника. Сигнальний провідник суміщеної неоднорідності виконано нависним дрововим по всій неоднорідності. Параметри неоднорідностей: діаметр отвору 6 мм, глибина отвору 0,8 мм, діаметр дровового провідника 0,1 мм. В поодинокій неоднорідності металізовано увесь отвір, в суміщеній — половину. Значення $T_{M,CM}$ для характеристик 1 і 2 дорівнюють $-9,9$ та $-29,5$ дБ, відповідно $Z_e = 8,2$ Ом та $Z_y = 0,8$ Ом.

Суміщені ЕКН порівнюючи з поодинокими мають значно вищу ефективність. Для моделювання суміщених неоднорідностей у першому наближенні можна використовувати 1D модель, яка дозволяє отримати аналітичні результати.

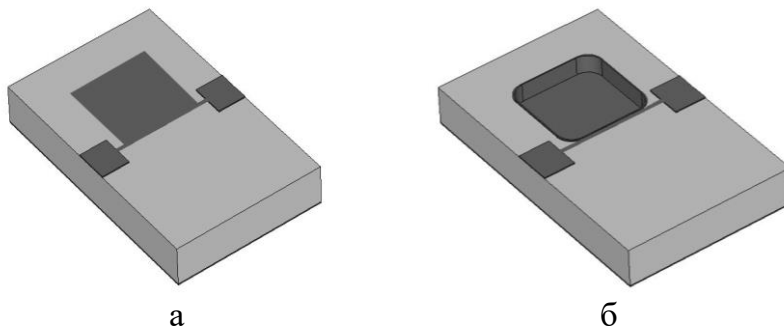


Рисунок 16 — Ємнісні 2D (а) та 3D (б) шлейфи.

Мікросмужкові тривимірні ємнісні шлейфи. На рис. 16 зображено ємнісні 2D та 3D шлейфи. Двовимірний шлейф являє собою відрізок мікросмужкової лінії, а 3D шлейф — глухий металізований отвір у діелектричній основі. Шлейф з'єднано з основною лінією;

вхідний та вихідний відрізки основної лінії — 50-омні.

Як показано вище, мікросмужкову 3D секцію основної лінії в першому наближенні можна моделювати 1D моделлю у вигляді відрізка ДЛ. Покажемо, що і 3D шлейф у першому наближенні можна моделювати 1D моделлю у вигляді шлейфа ДЛ. Хвильовий імпеданс Z та ефективна відносна діелектрична проникність ϵ_e такого шлейфа визначаються відповідними параметрами відрізка ДЛ.

Порівняємо ємності 3D та 2D шлейфів. Шлейфи квадратні зі стороною 2,9 мм, радіус заокруглення для 3D шлейфа 0,5 мм. Зі збільшенням глибини неоднорідності 3D шлейфа з 0,3 мм до 1 мм його ємність зростає з 1,2 пФ до 3,7 пФ. Ємність мікросмужкової 2D секції визначається формулою [19]

$$C = \frac{l\sqrt{\epsilon_c}}{Z_c}. \quad (25)$$

Згідно з (25) ємність 2D шлейфа дорівнює 0,9 пФ. Таким чином, зі збільшенням глибини 3D шлейфа відношення ємностей 3D та 2D шлейфів збільшується з 1,3 до 4,1.

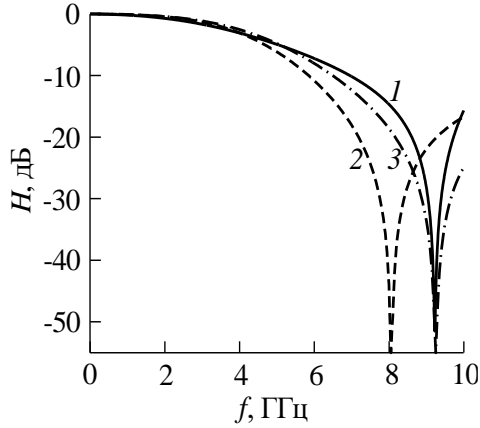


Рисунок 17 — АЧХ
3D шлейфа

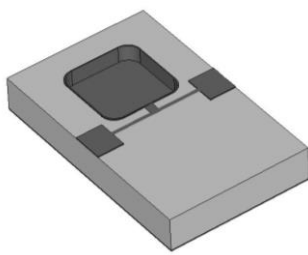
На рис. 17 наведено АЧХ 3D шлейфа згідно з 3D (1) та з 1D (2, 3) моделями без урахування паразитної індуктивності шлейфного Т-з'єднання (2) та з її урахуванням (3); глибина неоднорідності $t = 0,52$ мм. Неоднорідність шлейфа з'єднано з мікросмужковим провідником завширшки 0,1 мм, який відповідає послідовним індуктивностям ФНЧ; відстань між шлейфом та 50-омними відрізками — 0,5 мм.

За 1D моделлю частота режекції f_p визначається чвертьхвильовою умовою $l = \lambda_p / 4$:

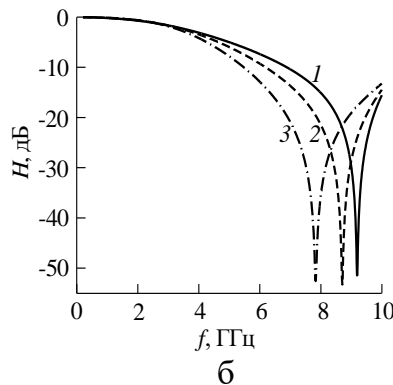
$$f_p = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_c}l}, \quad (26)$$

де індекс «р» означає значення на частоті f_p . Як бачимо з залежностей рис. 17, згідно з 3D моделлю значення f_p суттєво більше ніж за умови (26). Це зумовлене впливом паразитної індуктивності шлейфного Т-з'єднання. При урахуванні цієї індуктивності АЧХ шлейфа згідно з 1D та 3D моделями близькі (криві 1 та 3 на рис. 17), що свідчить про прийнятність 1D моделі як моделі першого наближення.

Для зменшення впливу паразитної індуктивності між шлейфом і основною лінією уведемо контактний майданчик малих розмірів $a \times b$ (рис. 18 а, a — ширина майданчика, що дорівнює відстані між шлейфом і основною лінією, b — довжина майданчика — його розмір вздовж основної лінії).



а



б

Рисунок 18 — 3D шлейф з контактним майданчиком (а) та АЧХ 3D шлейфа (б)

На рис. 18,б наведено АЧХ шлейфа для різних значень b ($b = 1,9, 1,0$ та $0,2$ мм (1, 2 та 3 відповідно)); $a = 0,2$ мм; $t = 0,52$ мм. Як і очікувалося, зі зменшенням b зменшується значення f_p .

У розділі 3 (Фільтри на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей) запропоновано та досліджено конструкції фільтрів на основі поодиноких та суміщених 3D ЕКН. Виконано комп'ютерне моделювання фільтрів

на їхній основі. Запропоновано конструкції фільтрів на основі розімкнутих ємнісних 3D шлейфів.

Фільтри третього порядку. Порівняємо конструкції і АЧХ ФНЧ традиційної структури і на основі ЕКН. На рис. 19,а зображено схему ФНЧ. Параметри АЧХ: частота зрізу $f_c = 1$ ГГц, рівень пульсацій у смузі пропускання 0,1 дБ, харак-

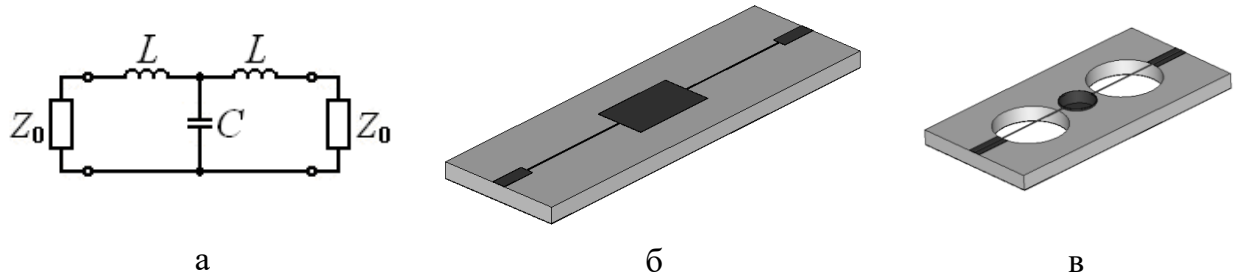


Рисунок 19 — Схема та конструкції фільтрів

теристика Чебишова.

На рис. 19,б наведено конструкцію традиційного ФНЧ на основі відрізків мікросмужкової лінії, а на рис. 19,в — конструкцію ФНЧ на основі ЕКН. Відносні розміри фільтрів збережені.

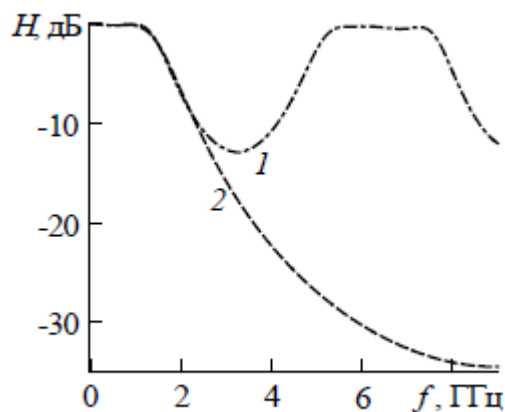


Рисунок 20 — АЧХ ФНЧ

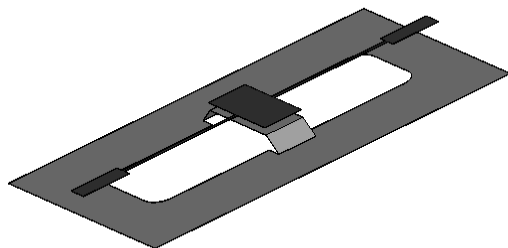


Рисунок 21 — ФНЧ на основі суміщеної ЕКН

Розміри елементів структур і матеріал основи: ФНЧ на рис. 19,б відповідають [19], а на рис. 17,в: діаметр отворів індуктивності $d_L = 6$ мм, ємності $d_C = 3$ мм, діаметр навісного провідника $d = 0,1$ мм, глибина отвору ємності $t = 1$ мм, відстань між отворами 0,5 мм. Без урахування 50-омних відрізків довжини фільтрів дорівнюють 26,7 і 16,0 мм відповідно. Розміри фільтра на основі ЕКН в 1,7 рази менші.

На рис. 20 наведено АЧХ ФНЧ традиційної структури (1) і на основі ЕКН (2) згідно з 3D моделлю. ФНЧ на основі ЕКН забезпечує значно краще подавлення сигналу.

На рис. 21 наведено конструкцію ФНЧ третього порядку на основі суміщеної ЕКН прямокутної форми із закругленими кутами. Мікросмужковий провідник утворений двома вузькими і широким відрізками, що відповідають двом індуктивностям та ємності. Під широким відрізком отвір металізований.

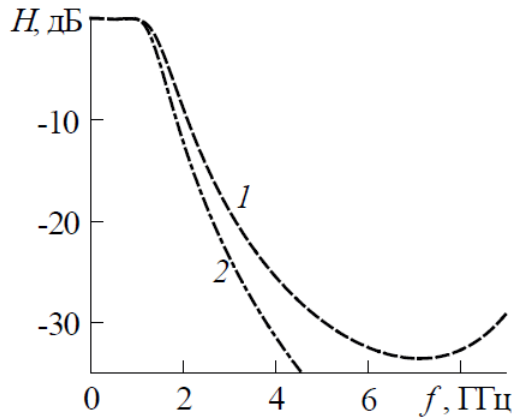


Рисунок 22 — АЧХ ФНЧ на основі суміщеної ЕКН

На рис. 22 наведено розрахункові АЧХ ФНЧ на основі суміщеної ЕКН згідно 3D моделі (крива 1) та для зосереджених параметрів (крива 2). Розрахункові параметри АЧХ такі ж, як і у розглянутого вище фільтра.

Конструкція фільтра на основі суміщеної ЕКН простіша в порівнянні з фільтром на основі поодиноких ЕКН, однак параметри дещо гірші: довжина на 7,5% більша, а гранична частота смуги подавлення на 2,1 ГГц менша.

Фільтри п'ятого порядку. На рис. 23 наведено схему фільтра. Параметри фільтра: частота зрізу $f_c = 2$ ГГц, рівень пульсацій у смузі пропускання 0,1 дБ, характеристика Чебишова. Методика розрахунку ФНЧ відповідає [19].

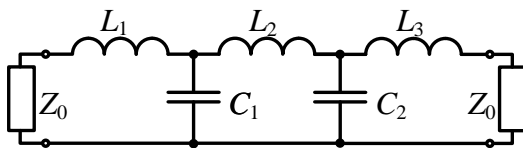


Рисунок 23 — ФНЧ п'ятого порядку

Ширина мікросмушкового провідника $w_L = 0,2$ мм, $w_C = 4$ мм, хвильовий імпеданс $Z_L = 93$ Ом, $Z_C = 24$ Ом, де індекси «L» та «C» відповідають індуктивності та ємності.

Значення довжин елементів ФНЧ скориговані з урахуванням впливу ємностей у П-подібній ланці та індуктивностей у Т-подібній, які не враховуються в моделях квазізосереджених елементів.

Результати розрахунків до та після корекції наведено в табл. 1.

Таблиця 1 — Значення довжин секцій для традиційного фільтра

	до корекції		після корекції	
	L , нГн, C , пФ	l_L , мм C , мм	l_L , мм C , мм	L , нГн, C , пФ
$L_{1,3}$	4,56	6,34	5,60	4,12
$C_{1,2}$	2,18	6,18	3,96	1,47
L_2	7,86	11,84	9,26	6,11

Таблиця 2 — Параметри ФНЧ на основі ЕКН

	$d_{L, C}$, мм	$Z_{L, C}$, Ом
$L_{1,3}$	3,8	170
$C_{1,2}$	2,9	19
L_2	6,0	240

У фільтрі на основі тривимірних ЕКН індуктивну ЕКН виконано наскрізним отвором у діелектрику з нависним провідником діаметром 0,1 мм над ним, а ємнісну — глухим металізованим отвором квадратної форми з заокругленнями 0,5 мм та глибиною 0,6 мм, виконаним з боку сигнального провідника. Параметри індуктивних ЕКН отримано з залежностей на рис. 10, а параметри ємнісної ЕКН — за результатами моделювання в програмному пакеті MWS. У табл. 2 наведено параметри фільтра, d — діаметр круглого отвору або довжина сторони квадратного отвору.

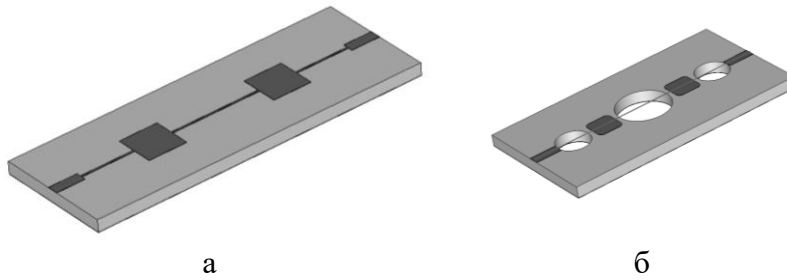


Рисунок 24 — Конструкції фільтрів

На рис. 24,а наведено конструкцію традиційного ФНЧ на основі відрізків мікросмужкової лінії, а на рис. 24,в — конструкцію ФНЧ на основі ЕКН. Відстань між індуктивними та ємнісними ЕКН

— 0,5 мм. Довжини фільтрів дорівнюють 34,4 та 27,4 мм з урахуванням зовнішніх відрізків мікросмужкового провідника завдовжки 3 мм.

На рис. 25 наведено АЧХ ФНЧ традиційної конструкції (1) та на основі ЕКН (2) згідно 3D моделі. Для обох фільтрів частота зрізу дорівнює 2 ГГц, пульсації в смузі пропускання 0,1 дБ зі спадом характеристики в смузі пропускання до 0,2 дБ на частоті зрізу.

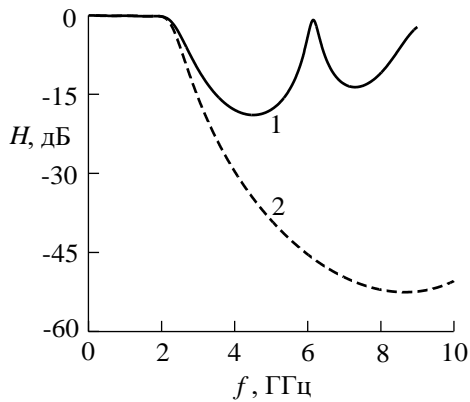


Рисунок 25 — АЧХ ФНЧ п'ятого порядку

Фільтр на основі ЕКН має значно кращу вибірковість у порівнянні з традиційним фільтром.

Розширення смуги подавлення зумовлене меншими розмірами квазісосереджених реактивних елементів, а значне зменшення рівня в смузі подавлення суттєво більшими й меншим хвильовими імпедансами індуктивних та ємнісних ЕКН. Частоти й мінімуми характеристик 1 та 2 дорівнюють 4,5 і 8,7 ГГц та -18,9 і -52,5 дБ відповідно. Розміри фільтра на основі ЕКН на 20 % менші.

Фільтри з ємнісними шлейфами. На рис. 26 наведено ФНЧ третього порядку зі шлейфом. Відмінності конструктивних параметрів від фільтра на рис 19,б:

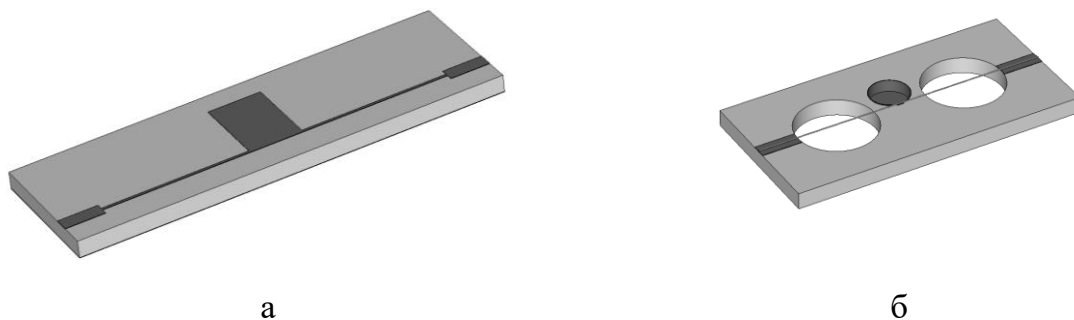


Рисунок 26 — Конструкції фільтрів

$l_b = 11,04$ мм, $l_n = 5,78$ мм. У фільтрі на основі ЕКН у порівнянні з фільтром третього порядку (рис. 19,в) зміщено ємнісну ЕКН та з'єднано її з сигнальним провідником контактним майданчиком розмірами $0,2 \times 0,5$ мм.

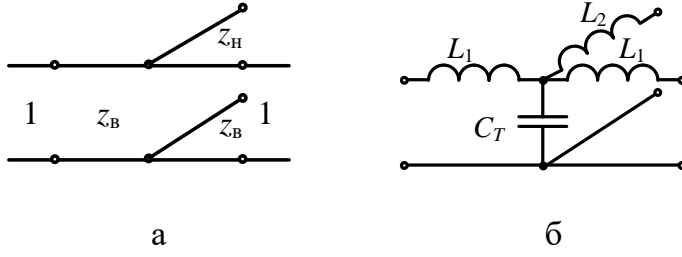


Рисунок 27 — 1D модель ФНЧ зі шлейфом та еквівалентна схема мікросмужкового Т-з'єднання

На рис. 27,а наведено 1D модель ФНЧ зі шлейфом (а) та еквівалентну схему мікросмужкового Т-з'єднання (б). $L_{1,2}$ та C_T — еквівалентні елементи. Виходячи з цієї моделі для АЧХ фільтра отримаємо:

$$H = \frac{\cos \varphi_B^{-2}}{\sqrt{[1 - \alpha(\beta + \gamma)]^2 + [\alpha + \beta + (\gamma/2)(1 - \alpha^2)]^2}}, \quad (27)$$

де $\gamma = z_H^{-1} g_H$, $\alpha = z_B g_B$; $\beta = z_B^{-1} g_B$, z — нормований хвильовий імпеданс елемента ФНЧ, $g = \tan \varphi \approx \varphi$, $\varphi = kl$, k — хвильове число, l — довжина елемента ФНЧ, індекси «н» та «в» — відповідають низько- та високоімпедансному елементу ФНЧ відповідно.

На рис. 28 наведено АЧХ ФНЧ зі шлейфом традиційної структури (рис. 28,а) та на основі ЕКН (рис. 28,б) згідно 3D (1) та 1D (2 та 3) моделей; АЧХ 3 на рис. 28,б відповідає ФНЧ з ємнісною ЕКН-секцією (рис.19,в). АЧХ 1 на рис. 28,а відповідає наведеній в [19] (в [19] АЧХ показано до 6 ГГц), а АЧХ 2 — виразу (27). Як бачимо, за 1D моделлю суттєво відрізняється частота режекції f_p .

На рис. 27,б наведено еквівалентну схему мікросмужкового Т-з'єднання. На значення f_p впливає індуктивність L_2 . Внаслідок того, що $L_2 < 0$, значення f_p збільшується.

В [22] наведено емпіричну формулу для визначення L_2 :

$$L_2 = FL_{w2}h, \quad (28)$$

$$F = (0,12w_1 - 0,47)w_2 + 0,195w_1 - 0,357 + 0,0283 \sin[\pi(w_1 - 0,75)], \quad (29)$$

$$L_{w2} = Z_H \sqrt{\epsilon_H} / c, \quad (30)$$

$$(1 < w_1 < 2, 0,5 < w_2 < 2), \quad (31)$$

де L_{w2} — погонна індуктивність шлейфа; $w_{1,2} = W_{1,2} / h$, $W_{1,2}$ — ширина мікросмужкового провідника лінії та шлейфа. Згідно з [22] при виконанні умов (31) похибка значення L_2 менша 5%.

Згідно 3D моделі значення f_p для традиційного ФНЧ та ФНЧ на основі ЕКН дорівнюють 5,62 та 10,56 ГГц, що відповідає таким значенням L_2 : $-0,27$ та $-0,05$ нГн.

АЧХ 3 на рис. 28,а та АЧХ 2 на рис. 28,б 1D моделі з урахуванням індуктивності L_2 згідно з 3D моделлю.

Порівняння АЧХ ФНЧ на рис. 28,б ілюструє помітне зменшення рівня сигналу у смузі подавлення при використанні ємнісного шлейфа.

На рис. 29 зображено ФНЧ п'ятого порядку зі шлейфами. Розміри елементів ФНЧ такі ж, як в на рис. 24,б.

У відомих ФНЧ шлейфи розміщено по один бік відносно сигнального провідника.

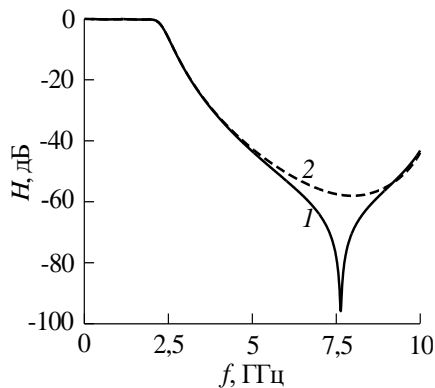


Рисунок 30 — АЧХ ФНЧ з шлейфами п'ятого порядку

Запропоноване конструктивне рішення дозволяє збільшити рівень подавлення сигналу [18].

Оптимізація конструкції фільтра Значення індуктивності L_2 (рис. 27,б), яке визначає частоту f_p , залежить від глибини отвору шлейфа та розмірів контактної майданчика. Якщо контактні майданчики шлейфів ФНЧ різні за розмірами, різними будуть і їх частоти режекції. Це призведе до розширення смуги подавлення ФНЧ. Таким чином, вибором глибини отворів шлейфів та розмірів контактних майданчиків можна оптимізувати крутість і ширину смуги подавлення АЧХ.

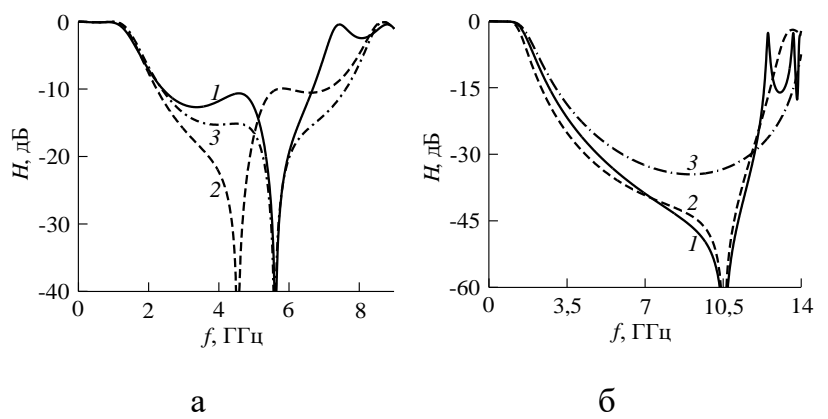


Рисунок 28 — АЧХ фільтрів з шлейфами

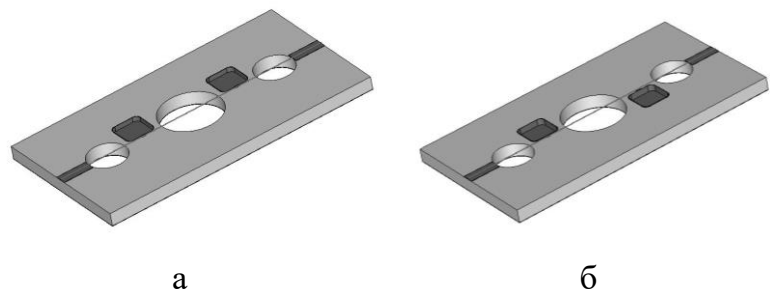


Рисунок 29 — ФНЧ п'ятого порядку зі шлейфами

На рис. 30 наведено АЧХ фільтрів зі шлейфами по різні боки від сигнального провідника (1) та зі шлейфом з однієї сторони (2). Як видно, при підключенні шлейфів з одного боку, очікуваної режекції не отримано, проте при підключенні шлейфів по різні боки від сигнального провідника паразитний ємнісний зв'язок між сусідніми шлейфами зменшується, що забезпечує збільшення рівня подавлення сигналу.

Мінімальний рівень сигналу у смузі подавлення АЧХ 1 дорівнює $-95,9$ дБ, а АЧХ 2 — $-58,0$ дБ. У смузі подавлення АЧХ 1 спостерігається режекція, яка відповідає АЧХ окремого шлейфа. В АЧХ 2 режекція відсутня, що обумовлене паразитним ємнісним зв'язком між шлейфами.

На рис. 31,а наведено АЧХ за різних глибин отворів шлейфів (0,40, 0,45 та 0,52 мм (криві 1–3 відповідно), розміри контактних майданчиків шлейфів: 0,5×0,1 і 0,2×0,1 мм. Як бачимо, найширшу смугу подавлення забезпечує варіант з глибиною отворів шлейфів 0,45 мм. Цей варіант реалізовано експериментально.

Рис 31,б ілюструє порівняння АЧХ ФНЧ до та після оптимізації (АЧХ оптимізованого ФНЧ, неоптимізованого та ФНЧ на основі зосереджених елементів, криві 1–3 відповідно). У результаті оптимізації крутість АЧХ зросла з 20,0 до 22,9 дБ/ГГц та розширилася смуга подавлення (з 4,2 до 4,9 ГГц на рівні –50 дБ та з 1,9 до 3,8 ГГц на рівні –60 дБ).

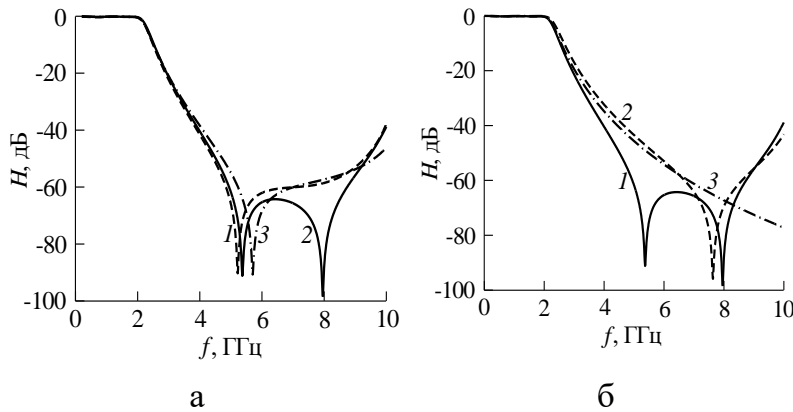


Рисунок 31 — Розрахункові АЧХ ФНЧ з різною глибиною шлейфів (а), АЧХ оптимізованого та неоптимізованого ФНЧ (б)

Еквівалентна ємність шлейфа збільшується з частотою при виконанні умови

$$L_2 > -\frac{Z\varphi^2}{3\omega}, \quad (32)$$

де Z — хвильовий опір шлейфа.

Крутість АЧХ оптимізованого ФНЧ вища проти ФНЧ на основі зосереджених елементів, оскільки значення індуктивностей L_2 шлейфів задовольняють умові (32) та збільшення з частотою еквівалентних ємностей шлейфів переважає зменшення еквівалентних індуктивностей секцій.

Розділ 4 (Експериментальні дослідження) присвячений дослідженню фільтрів на основі поодиноких 3D ЕКН, суміщених 3D ЕКН та фільтрів з 3D шлейфами. Виконано експериментальні дослідження зразків фільтрів та порівняння експериментальних результатів з результатами моделювання.

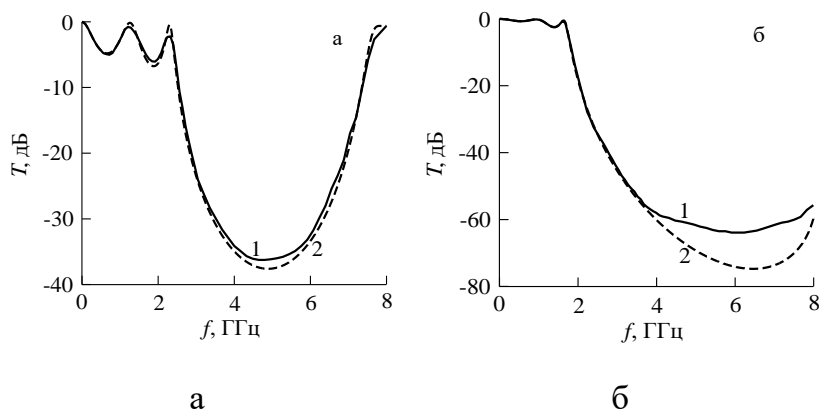


Рисунок 32 — Експериментальні (1) та розрахункові (2) залежності коефіцієнта проходження ЕК; а — ЕК на основі поодиноких ЕКН; б — ЕК на основі суміщених ЕКН

Електромагнітні кристали на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей. На рис. 32 наведено характеристики ЕК на основі круглих поодиноких та суміщених ЕКН, виконаних з боку сигнального провідника. Сигнальний провідник суміщеної ЕКН виконано навісним дровим вздовж всієї неоднорідності. Параметри поодинокі та суміщеної

ЕКН: діаметр отвору 6 мм, глибина отвору 0,8 мм, діаметр дротового провідника 0,1 мм. В поодинокій ЕКН металізовано весь отвір, в суміщеній — половину. Кількість неоднорідностей 3, період ЕК 9 мм.

Для поодинокій та суміщеної ЕКН розрахункові значення T_{\min} дорівнюють $-9,9$ та $-29,5$ дБ, відповідні значення z — $0,16$ і $0,02$.

ЕК на основі суміщених ЕКН має більш широку смугу подавлення, суттєво менші значення T_{\min} і пульсації у смузі пропускання. Експериментальні та розрахункові значення T_{\min} у смузі подавлення для ЕК на основі поодиноких та суміщених ЕКН дорівнюють відповідно -36 і -38 дБ та -64 і -75 дБ.

Суміщені ЕКН мають значно вищу ефективність. Розрахункове та експериментальне значення T_{\min} ЕК на основі суміщених ЕКН менше на 37 та 28 дБ відповідно.

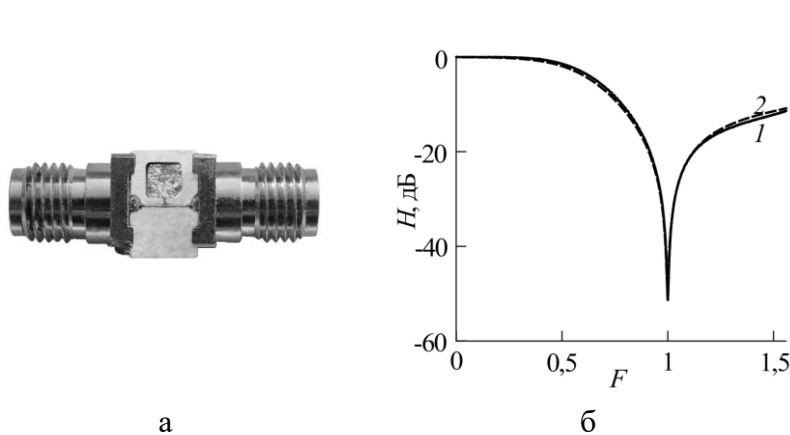


Рисунок 33 — Фотографія експериментального зразка фільтра та її АЧХ

Тривимірний шлейф. На рис. 33,а наведено фотографію експериментального зразка 3D шлейфа з розмірами контактної майданчика $0,5 \times 0,1$ мм. На рис. 34,б наведено АЧХ 3D шлейфа: розрахункову (2) і експериментальну (1). Експериментальні та розрахункові значення частоти режекції f_p і

рівня режекції дорівнюють 6,41 та 5,72 ГГц і $-51,5$ та $-49,4$ дБ відповідно. Відносна похибка розрахункових значень f_p і рівня режекції дорівнює 11 % і 4 % відповідно. В одиницях нормованої частоти експериментальна та розрахункова характеристики практично збігаються.

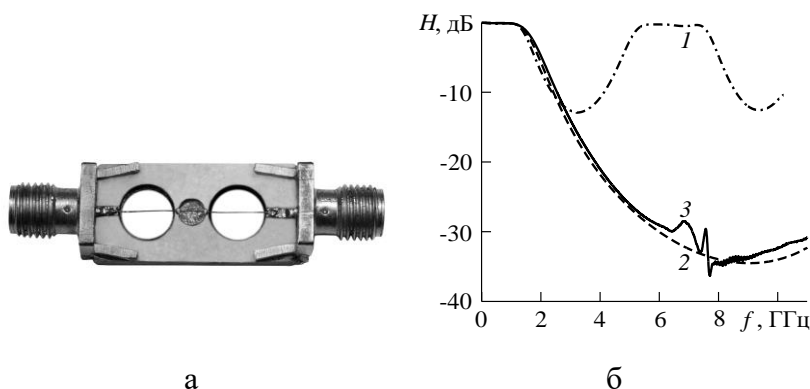


Рисунок 34 — Фотографія експериментального зразка та АЧХ ФНЧ на основі поодиноких ЕКН

Фільтри третього порядку. На рис. 34,а представлено фотографію експериментального зразка ФНЧ на основі ЕКН, а на рис. 34,б наведено розрахункові (1 і 2) та експериментальну (3) АЧХ ФНЧ традиційної структури (1) і на основі ЕКН (2 і 3).

Розрахункові значення f_{\min} та H_{\min} АЧХ 1 та 2 дорівнюють 3,2 і 9,0 ГГц та $-12,9$ і $-34,5$ дБ відповідно. На частоті 9,0 ГГц експериментальне значення $H_{\min} = -33,8$ дБ.

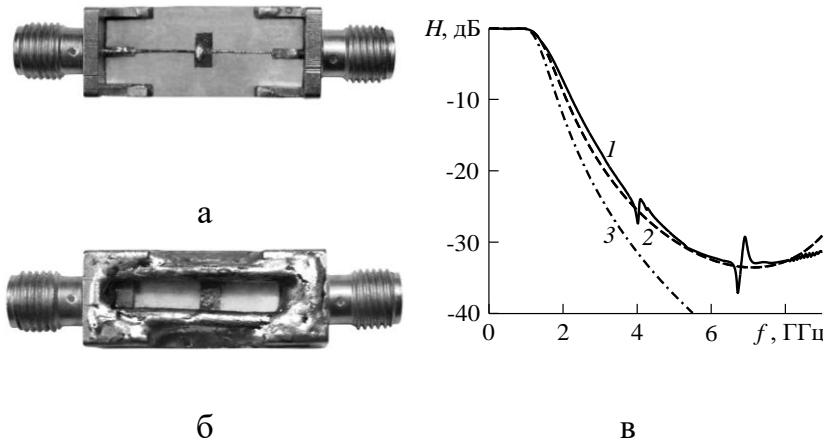


Рисунок 35 — Фотографії експериментального зразка та АЧХ ФНЧ на основі суміщеної ЕКН

На рис. 35,а і 35,б представлено фотографії експериментального зразка ФНЧ на основі суміщеної ЕКН прямокутної форми з закругленими кутами (вид зверху і знизу відповідно). Мікросмушковий провідник утворений двома вузькими і широким відрізками, що відповідають двом індуктивностям та ємності. Під широким відрізком

отвір металізовано. Для підвищення механічної жорсткості до металізованої поверхні і роз'ємів підпаяні мідні штирі.

На рис. 35,в наведено експериментальну (1) і розрахункові (2,3) АЧХ ФНЧ на основі суміщеної ЕКН. АЧХ 3 відповідає ФНЧ на основі зосереджених елементів. Конструктивні параметри фільтра: довжина і ширина отвору 17,2 і 5,0 мм, $t = 0,9$ мм/

Розрахункові значення f_{\min} та H_{\min} складають 7,1 ГГц та $-33,5$ дБ; на частоті 7,1 ГГц експериментальне значення $H_{\min} = -32,9$ дБ.

Конструкція ФНЧ на основі суміщеної ЕКН простіша проти ФНЧ на основі поодиноких ЕКН, однак параметри дещо гірші: довжина на 7,5% більша, а гранична частота смуги подавлення на 2,1 ГГц менша.

Технологія виготовлення фільтрів на основі ЕКН має такі особливості: 1) наскрізні й глухі отвори виконано свердлінням і фрезеруванням з послідовним наближенням до необхідних розмірів; 2) мікросмушковий провідник сформовано послідовною прорізкою в розмір пальчиковою торцевою мікрофрезою з подальшим механічним видаленням незадіяних ділянок металізації; 3) металізацію отворів виконано провідною пастою на мідній основі.

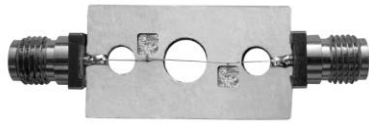
Таблиця 3 — Вплив технологічних похибок на електричні параметри фільтрів

δ , %	f_c , ГГц	f_{\min} , ГГц	H_{\min} , дБ
+5	0,77	8,8	-36,3
0	1,00	9,0	-34,5
-5	1,17	9,4	-33,3

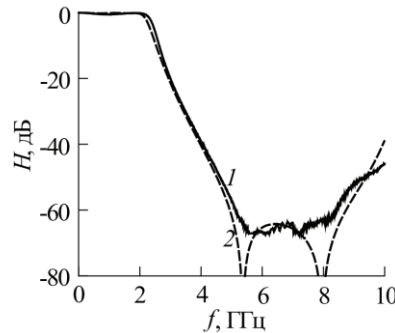
Для дослідження повторюваності параметрів було виготовлено чотири зразки фільтрів по два кожного виду. Результати вимірювань показали хорошу повторюваність характеристик. У табл. 3 наведено розраховані параметри, що ілюструють вплив технологічних похибок на електричні параметри фільтрів на основі поодиноких ЕКН; тут δ — відносна

похибка розмірів елементів фільтра. Для порівняння вказано параметри при номінальних розмірах. Найбільш чутлива до технологічних похибок ширина смуги пропускання.

Фільтри з ємнісними шлейфами.



а



б

Рисунок 36 — Фотографія експериментального зразка та АЧХ ФНЧ

Рис. 36 ілюструє експериментальний зразок ФНЧ п'ятого порядку зі шлейфами та його АЧХ (експериментальна (1) та розрахункова (2)). Як бачимо, експериментальна АЧХ добре узгоджується з розрахунковою.

Вимірювання виконано без корпусування зразків. Паразитний єм-

нісний зв'язок між входом і виходом зменшений екрануванням мідною фольгою.

У разі з'єднання шлейфа з сигнальним провідником малим контактним майданчиком суттєво зменшується вплив паразитної індуктивності мікросмужкового шлейфного Т-з'єднання; за рахунок цього підвищується крутість АЧХ ФНЧ. Різним за розмірами контактним майданчикам шлейфів ФНЧ відповідають і різні частоти режекції. У результаті розширюється смуга подавлення ФНЧ. Розміщення шлейфів по різні боки сигнального провідника дозволило зменшити паразитний ємнісний зв'язок між шлейфами і, як наслідок, мінімальний рівень у смузі подавлення зменшився з $-58,0$ до $-95,9$ дБ.

Наявність третього розміру у елементів мікросмужкової лінії забезпечує не лише суттєве підвищення їхньої ефективності, але і додаткові можливості конструювання. Оскільки значення паразитної індуктивності, яке визначає частоту режекції, залежить від глибини отвору 3D шлейфа, цей параметр, а також розміри контактних майданчиків шлейфів є параметрами для оптимізації крутості та ширини смуги подавлення АЧХ.

ВИСНОВКИ

1. Запропоновані та досліджені тривимірні мікросмужкові електромагнітно-кристалічні квазісосереджені реактивні елементи мають в 1,5...4 рази більші значення реактивностей проти традиційних двовимірних, що дозволяє в 1,3...2 рази зменшити розміри фільтрів.

2. Запропоновані та досліджені суміщені тривимірні електромагнітнокристалічні неоднорідності, які включають в себе індуктивний та ємнісний елементи, дозволяють в 2...3 рази зменшується кількість конструктивних елементів фільтрів.

3. Запропоновані одновимірні моделі тривимірних мікросмужкових електромагнітнокристалічних неоднорідностей та фільтрів на їхній основі дозволяють виконати аналітичний аналіз та розрахунки у першому наближенні.

4. Створені нові конструктивні рішення фільтрів нижніх частот на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей відрізняються високою вибірковістю.

5. Запропоновані, розроблені та експериментально досліджені фільтри нижніх частот на основі поодиноких та суміщених тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей, а також з тривимірними шлейфами забезпечують на 20...40 дБ зменшення мінімуму у смузі подавлення, розширення в 2...3 рази смуги подавлення та зменшення в 1,3...1,7 раза розмірів фільтрів.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Формування зонної діаграми фотонних та фононних кристалів / М. А. Гіндікіна, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. – № 63. – с. 119-126. в (Web of Science).

2. Низькочастотний фільтр на основі кристалоподібних неоднорідностей / Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 14–20 березня 2016 — К.: НТУУ «КПІ», 2016. – С. 209-211 (Не входить до наукометричних баз).

3. Дельта-моделі реактивних радіоелементів та фільтрів нижніх частот / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 69. – с. 72-77. (Web of Science).

4. Порівняння характеристик поодиноких та суміщених електромагнітнокристалічних неоднорідностей/ Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017 р.: матеріали конференції – Київ, 2017. – С. 232-234. (Не входить до наукометричних баз).

5. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання НВЧ фільтрів нижніх частот/ Є. О. Склярєнко, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017 р.: матеріали конференції – Київ, 2017. – С. 241-243. (Не входить до наукометричних баз).

6. E. Nelin, Y. Zinher, “Microwave filter based on crystal-like reactive elements”, IEEE: Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), 2016 International Conference, pp. 1–4, Sept. 2016. (IEEE Xplore Digital Library, Web of Science, Scopus).

7. Zinher Y. Three- and one-dimensional modeling of microstrip lowpass filters/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2017 – P. 206–209 ; DOI - <https://dx.doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017>. (IEEE Xplore Digital Library, Web of Science, Scopus).

8. Зінгер Я. Л. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот / Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 70. – с. 56-61.; DOI - <http://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.70.56-61>. (Web of Science).

9. Нелін Є. А. Суміщені електромагнітнокристалічні неоднорідності / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 71. – с. 46-51.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/radar.2017.71.46-51>. (Web of Science).
10. Нелин Е. А. Фильтры нижних частот на основе кристаллоподобных неоднородностей / Е. А. Нелін, Я. Л. Зингер, В. И. Попсуй // Вестник высших учебных заведений. Радиоэлектроника – 2018. – Т. 61 № 5. – с. 284-293.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/S0021347018050059>. (Web of Science).
11. Нелін Є. А. Дельта-моделі коливальних структур та смугових фільтрів / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». (Web of Science).
12. Фільтр нижніх частот п'ятого порядку на основі кристалоподібних неоднорідностей; / Зінгер Я. Л., Нелін Є. А. // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 19–25 березня 2018 р.: матеріали конференції – Київ, 2018. – С. 266-269. (Не входить до наукометричних баз).
13. Zinher Y. Fifth-Order Lowpass Filters on Electromagnetic-Crystal Inhomogeneities/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2018 – P. 1–4 ; DOI - <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047540>. (IEEE Xplore Digital Library, Web of Science, Scopus).
14. Zinher Y. Delta Models of Frequency-Selective Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, A. Shulha, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2018 – P. 1–4 ; DOI - <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047586>. (IEEE Xplore Digital Library, Web of Science, Scopus).
15. Первак С. Г. Мікросмужкові тривимірні ємнісні шлейфи / С. Г. Первак, Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2019 – № 73. – с. 30-35. (Web of Science).
16. Zinher Y. New in the Theory of Periodic Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, E. Nelin // 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), IEEE Xplore, 2019 — P. 169—172 ; DOI - <https://10.1109/ELNANO.2019.8783728>. (IEEE Xplore Digital Library, Web of Science, Scopus).
17. Нелін Є. А. Оптимізація мікросмужкових фільтрів нижніх частот з тривимірними шлейфами / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Ю. В. Непочатих, // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2020 – № 82. – с. 61-66. (Категорія А, Web of Science).
18. Мікросмужковий фільтр нижніх частот: патент України на корисну модель 134905. № u201812945; заявл. 27.12.2018; опубл. Опубліковано 10.06.2019, бюл. № 11. / Я. Л. Зінгер, С. Г. Первак, Є. О. Первак, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін.

Перелік джерел посилань

19. Hong J.-S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / J.-S. Hong. – N. Y.: Wiley, 2011. – 656 p.
20. Huang S. Y. Compact U-Shaped Dual Planar EBG Microstrip Low-Pass Filter / S. Y. Huang, Y. H. Lee // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – December 2005. – Vol. 53. No. 12. – 3799–3805.
21. Chang C.-P. A 6:1 unequal wilkinson power divider with EBG CPW / C.-P. Chang, C.-C. Su., S.-H. Hung, Y.-H. Wang // PIER Letters. – 2009. – Vol. 8. – P. 151–159.
22. Gard R. Microstrip Lines and Slotlines / R. Gard, I. Bahl, M. Bozzi. – 3rd ed. – Boston, London: Artech House, 2013. – 590 p.

АНОТАЦІЯ

Зінгер Я. Л. «Частотні фільтри на основі тривимірних електромагнітно-кристалічних неоднорідностей». — на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 — радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. — Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»; міністерство освіти і науки України, Київ, 2021.

В дисертації запропоновано мікросмужкові фільтри нижніх частот на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей (ЕКН). Виконано порівняння розрахункових амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) квазізосереджених реактивних елементів на основі традиційних структур та ЕКН. АЧХ квазізосереджених реактивних елементів на основі ЕКН помітно ближчі до АЧХ зосереджених елементів. Гранична частота смуги подавлення, що визначається частотою першого мінімуму АЧХ, для ЕКН в три рази вища. Характеристики розраховано за допомогою програмного пакета тривимірного електромагнітного моделювання CST Microwave Studio. Запропоновано ЕКН, що поєднують індуктивний і ємнісний елементи. Такі ЕКН названо суміщеними. Представлено структури фільтрів нижніх частот на основі поодиноких і суміщених ЕКН. Наведено розрахункові та експериментальні параметри і АЧХ фільтрів, що ілюструють помітне зменшення розмірів і покращення АЧХ у смузі подавлення проти фільтра традиційної структури.

Виконано порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот традиційних конструкцій та на основі тривимірних ЕКН. Одновимірна модель являє собою неоднорідну лінію передачі з еквівалентними параметрами. Розглянуто фільтри на основі різноімпедансних секцій мікросмужкової лінії та з ємнісним шлейфом. Обґрунтовано можливість використання одновимірної моделі як моделі першого наближення. Розглянуто конструктивні відмінності традиційного двовимірного та тривимірного ємнісних шлейфів та виконано порівняння їх ємностей. Запропоновано конструкцію для зменшення паразитного ємнісного зв'язку шлейфів.

Ключові слова: мікросмужковий фільтр нижніх частот, тривимірна електромагнітнокристалічна неоднорідність, ємнісний шлейф, фільтр, неоднорідність.

SUMMARY

Yana Zinher «Frequency filters based on three-dimensional electromagnetic-crystal inhomogeneities»; — Manuscript.

Dissertation on competition of scientific degree for candidate of technical sciences by specialty 05.12.13 — Radio engineering devices and means of telecommunications. — National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2021.

The thesis proposed microstrip low-pass filters based on three-dimensional (3D) electromagnetic-crystal inhomogeneities (ECI).

Recently, there has been a rapid development of electronic systems for various purposes, including telecommunications. Modern technologies require constant increase of selectivity and reduction the mass and dimensional parameters of devices. Modern electronic and telecommunication means actively use passive microstrip filters for signal processing.

One of the directions of development of microstrip filters is the use of electromagnetic crystals and ECI.

The implementation of quasi-concentrated reactive elements based on 3D ECI with a significant increase in the values of reactivity's in comparison with traditional microstrip structures is proposed. A comparison of ECI characteristics and traditional structures is performed.

Constructions of combined ECI inhomogeneities are proposed. As a model of the first approximation for combined ECIs, a one-dimensional model is considered, which allowed to obtain analytical results. A comparison of the efficiency of single and combined ECIs with the help of one-dimensional and three-dimensional models is performed. The experimental and calculated characteristics of the EC based on single and combined inhomogeneities are given.

The quasi-lumped capacitor is also used as an open stub connected to the main line. Traditional designs of such stubs are two-dimensional (2D) in the form of segments of a microstrip line. The use of a capacitive stub based on ECI is proposed. The structural differences of 2D and 3D capacitive stubs are considered. The 3D stub has significantly better parameters compared to the 2D loop: its wave impedance is 1.4... 3.5 times smaller, and the capacity is 1.6... 4.1 times larger.

Because the filter requires specified capacitance values, the area of the 3D stub is correspondingly smaller. 3D modeling analyzes the features of the dependences of the electrical parameters of the 3D-stub on its design parameters. It is shown that the stub resection frequency is equal to the resonance frequency of the stub with the parasitic inductance caused by the stub T-connection. In the case of traditional dimensions of the contact of the stub and the main line, this inductance is negative, which leads to an increase in the value of the resection frequency and, consequently, a deterioration of the steepness of the amplitude-frequency characteristics of the stub and filter.

The next step is to use the proposed structures in filter designs. Two designs of 3rd order low-pass (LP) filters based on 3D ECI are proposed. The first design is implemented from single 3D ECI, the second — combined 3D ECI.

The proposed 3-rd order filter based on single 3D ECI has a much wider suppression band, and the size is 42% smaller.

The structure of the filter based on combined 3D ECI is simpler in comparison with the filter based on single 3D ECI, but the parameters are slightly worse: the length is in 7.5% longer, and the cutoff frequency of the suppression band is in 2.1 GHz less.

Since the results of using 3D ECI in 3-order filters gave very good results, it was further proposed to design a 5th-order filter based on 3D ECI, which has a much better selectivity compared to a traditional filter.

Designs of third and fifth order filters with 3D stubs are proposed. The peculiarities of the design of a 5-order microstrip filter with 3D stubs are considered: connection of the stub with the signal conductor by a small pattern and placement of stubs on different sides of the signal conductor. The choice of the depth of the holes of the 3D stubs and the size of the pattern allows you to optimize the steepness and width of the suppression band of the amplitude-frequency characteristics of the filter. The filter with 3D stubs has been optimized.

For the proposed filter designs, experimental samples were created and the amplitude-frequency characteristics of real filters were obtained using a vector circuit analyzer Anritsu MS46122A ShockLine (Sincere gratitude for this opportunity to professor from Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute — Viktor Naidenko and his team).

The experimental amplitude-frequency characteristics agree well with the calculated ones, which testifies to the correctness of the constructed model and calculation parameters in MWS.

The influence of the error in the production of filters on the electrical parameters of the filters was also checked. The most sensitive to production error is the bandwidth. The repeatability of the parameters was investigated by making several models.

Keywords: low-pass microstrip filter, three-dimensional electromagnetic-crystalline inhomogeneity, capacitive stub, filter, inhomogeneity.